

アプリケーション ノート AN-70

LinkSwitch-TN2 ファミリー

設計ガイド

はじめに

LinkSwitch™-TN2 IC では、高耐圧 (725 V) パワー MOSFET スイッチと ON/OFF コントローラがワンチップに組み込まれています。スイッチング周波数には、EMI 低減のためのジッターが追加されており、また、IC は様々な以上状態から保護されます。オートリスタートにより、過負荷及び出力短絡時のデバイスと回路の電力損失が制限され、過熱保護機能により、過熱異常状態では内部パワー MOSFET が停止します。周囲温度が高い場合の用途には過熱保護シャットダウン スレッシュホールドが最適で、大きな温度ヒステリシスによって PCB 及びその周辺部品を高い平均温度から保護します。

LinkSwitch-TN2 ファミリーは、家電製品 (コーヒーメーカー、炊飯器、食器洗い機、電子レンジなど)、常夜灯、避難誘導灯、LED ドライバなどの非絶縁型電源が必要な用途向けに設計されています。LinkSwitch-TN2 IC は、ラインまたはニュートラルを基準にした出力及び反転または非反転出力電圧を供給するすべての一般的なトポロジ向けに構成でき、AC 負荷制御にトライアック

クを使用する用途に最適です。パッシブドロップパー (コンデンサまたは抵抗) の代わりにスイッチング電源を使用すると、次に示すような多くの利点があります。

- ユニバーサル入力 – 世界中で同じ電源/製品を使用できる
- 高電力密度 – 小型、通常ほとんどの設計に X コンデンサは不要
- 高効率 – 12 V 出力、120 mA における最大負荷効率が 75% 以上
- 優れた入力及び負荷レギュレーション
- 軽負荷において高効率 – ON/OFF 制御により、軽負荷でも高効率を維持する
- エネルギー効率が非常に高い – 無負荷時入力電力が 30 mW 未満
- すべて SMD 部品で製造可能
- 異常に対して完全に保護 (過負荷、短絡、及び過熱異常状態)
- スケラブル – LinkSwitch-TN2 ファミリーでは、50 mA 未満から 360 mA まで同じ基本設計を使用できる

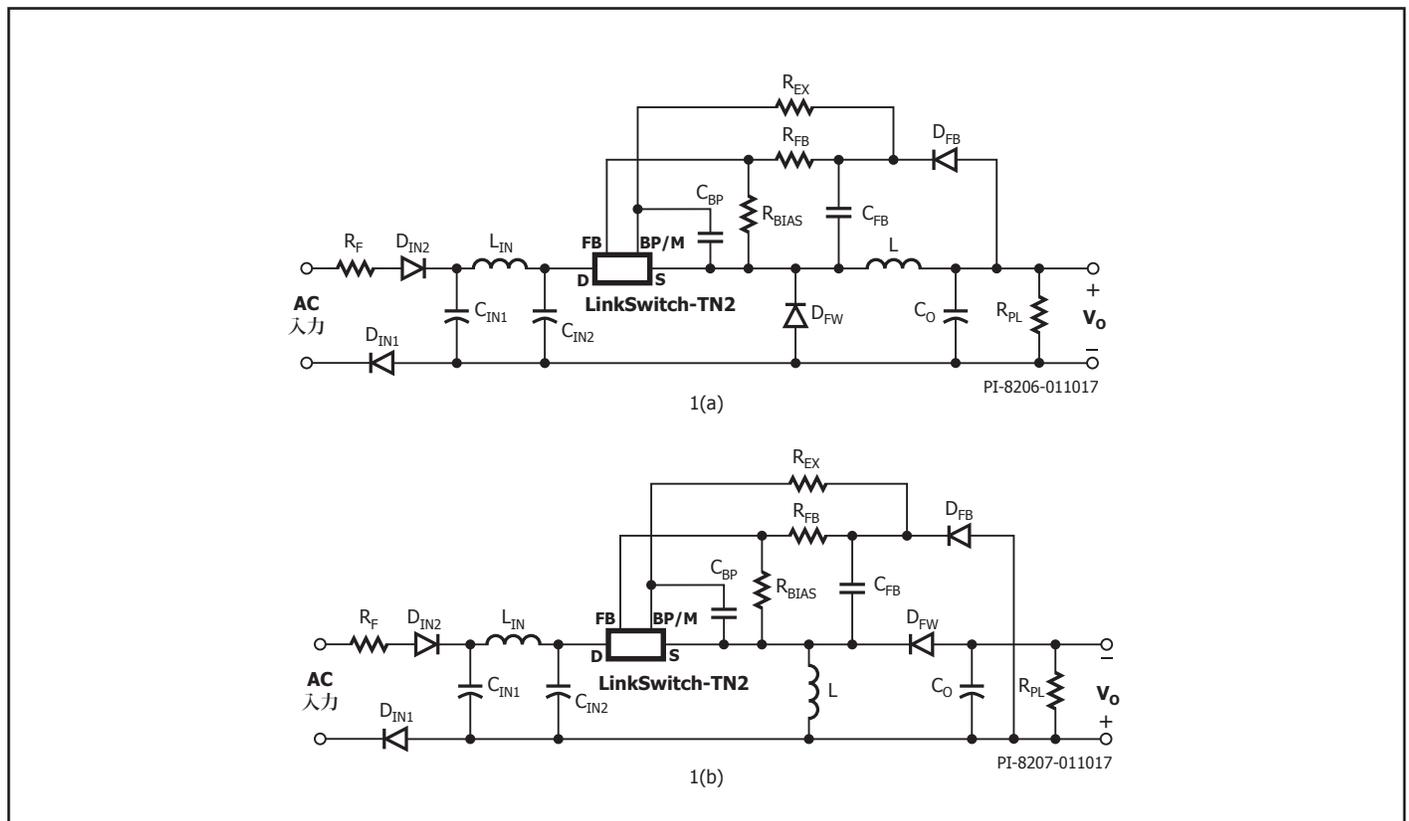


図 1. 降圧型コンバータ 1(a) 及び極性反転型コンバータ 1(b) で LinkSwitch-TN2 を使用する基本構成

適用範囲

このアプリケーション ノートは、LinkSwitch-TN2 ファミリーのデバイスを
使用する非絶縁型電源の設計を対象にしています。このドキュメントでは、
降圧型と極性反転型コンバータの内蔵オフライン スwitchング電源に
LinkSwitch-TN2 ファミリーを使用するための設計手順について説明しま
す。このドキュメントでは、既製の安価なインダクタを使用して、効率的で安
価な降圧型または極性反転型のコンバータをベースにした電源を迅速に
構築するためのガイドラインを提供しています。コンバータの主要部品選
択のために必要な計算式を記載しています。パワー MOSFET とコントロー
ラが単一の IC に内蔵されているため、設計プロセスが大いに簡素化さ
れ、回路構成の部品点数が減少し、トランスが不要になります。そのため、
一般的な出力電圧と電流に対して既製の部品を選択できるクイック スタ
ートのセクションを掲載しています。このアプリケーション ノートでは、作業を
簡素化するため、PI Expert™ 設計ソフトウェア スイートの一部である
PIXIs の設計計算シートを直接引用しています。図 1 に、LinkSwitch-TN2
電源の基本構成を示します。この図は、このアプリケーション ノート全体の
説明で使用する部品の特定のための回路例としても使用します。

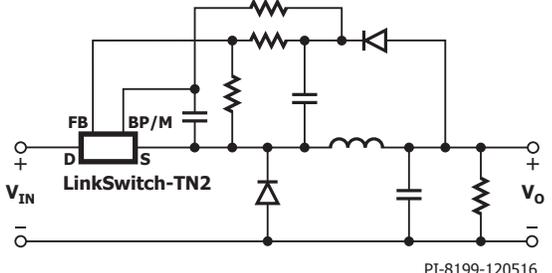
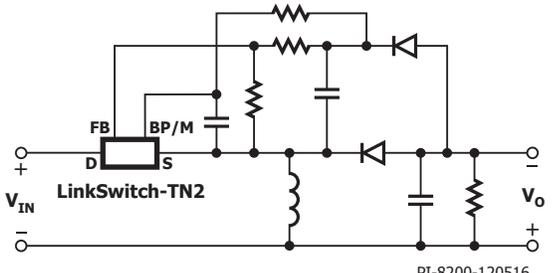
このアプリケーション ノートに加えて、評価ボード、技術レポート、及びデバ
イス サンプルを含む LinkSwitch-TN2 評価キット (RDK) も、実際の電源

の一例としてご利用ください。PI Expert のダウンロード、RDK の入手、及び
このドキュメントの更新の詳細については、www.power.com を参照してく
ださい。

クイック スタート

設計を開始される方は、図 1 及びテーブル 1 と 2 を参照して頂き、以下の
情報を確認して頂くことで新しい設計の部品を素早く選択できます。

1. AC 入力的设计では、入力段を選択します (テーブル 10)。
2. トポロジを選択します (テーブル 1 と 2)。±5% 以内の出力レギュレ
ーションが必要な場合は、TL431 や高精度ツェナーなどの適切な基準ダ
イオードのあるフォトカプラ フィードバックを使用する必要があります。
3. LinkSwitch-TN2 デバイス、 L 、 R_{FB} 、または V_Z 、 R_{BIAS} 、 C_{FB} 、 R_Z 、及び D_{FW}
の逆回復時間を選択します (テーブル 4: 降圧型、テーブル 5: 極性反
転型)。
4. ステップ 3 で特定した t_{RR} を満たすフリーホイーリング ダイオードを
選択します (テーブル 3)。
5. ダイレクト フィードバック設計で最小負荷が 3 mA 未満の場合は、
 $R_{PL} = V_o/3 \text{ mA}$ を計算します。
6. C_o には、100 μF 、 $1.25 \times V_o$ 、低 ESR タイプを選択します。
7. プロトタイプを作成して設計を確認します。

トポロジ	基本回路図	主な特長
ハイサイド降圧型 – ダイレクトフィード バック	 <p style="text-align: right;">PI-8199-120516</p>	<ol style="list-style-type: none"> 1. 入力電位を基準にした出力 2. $-V_{IN}$ に対するプラス出力 (V_o) 3. ステップ ダウン: $V_o < V_{IN}$ 4. 低コストのダイレクト フィードバック (±5% 標準) 5. レギュレーションを維持するには出力負荷が必要 (注 2)
ハイサイド極性反 転型 – ダイレクト フィードバック	 <p style="text-align: right;">PI-8200-120516</p>	<ol style="list-style-type: none"> 1. 入力電位を基準にした出力 2. $-V_{IN}$ に対するプラス出力 (V_o) 3. ステップ ダウン: $V_o < V_{IN}$ または $V_o > V_{IN}$ 4. 低コストのダイレクト フィードバック (±5% 標準) 5. フェールセーフ – 内部電源のパワー MOSFET に障害 が発生した場合、出力には入力電圧が発生しない LED 駆動に最適 – ローサイド降圧型定電流 LED ドラ イバより精度が高く、温度の安定性に優れている 6. レギュレーションを維持するには出力負荷が必要 (注 2)

テーブル 1. 直接検出フィードバックを使用する LinkSwitch-TN2 の回路構成

注:

1. 低コストの直接検出フィードバックは、一般に 12 V 設計の 3 mA のプリロードにより、全負荷範囲に渡って、±5% レギュレーション公差を達成します。
2. 出力レギュレーションを確保するために、最小負荷電流 3 mA (降圧型と極性反転型のみ) を維持するためのプリロードが必要になることがあります。
3. 昇圧型 (ステップアップ) も使用可能ですがここには示していません。

V _{OUT}	I _{OUT(MAX)}	インダクタ			LNK320X	モード	ダイオード t _{RR}	R × FB	V _Z
		μH I _{RMS(mA)}	Token	Coilcraft					
5	≤63 80	2000 122 2000 84	-	-	LNK3202	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns	3.48 k	3.9 V
	120 160	870 210 870 167	-	-	LNK3204	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns		
	175 225	680 327 680 236	SBC4-681-211 SBC4-681-211	RFB0810-681 RFB0810-681	LNK3205	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns		
	225 360	680 485 680 364	SBC6-681-211 SBC6-681-211	RFB1010-681 RFB1010-681	LNK3206	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns		
12	≤63 80	2000 88 2400 84	-	-	LNK3202	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns	11.8 k	11 V
	85 120 160	870 152 870 151 1500 167	SBC4-152-251	RFB0810-152	LNK3204	MDCM MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 75 ns ≤ 35 ns		
	175 225	870 265 870 236	-	-	LNK3205	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns		
	175 225	680 336 1200 364	SBC6-681-431	RFB0810-681 RFB1010-122	LNK3206	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns		
15	≤63 80	2000 80 3000 84	-	-	LNK3202	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns	15.4 k	13 V
	70 120 160	870 142 1200 160 1500 167	SBC4-152-251	RFB0810-122 RFB0810-152	LNK3204	MDCM MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 75 ns ≤ 35 ns		
	175 225	750 223 1000 230	-	RFB1010-102	LNK3205	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns		
	175 225	680 323 1500 364	SBC6-681-211 SBC6-152-451	RFB1010-681 RFB1010-152	LNK3206	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns		
24	≤63 80	2400 80 3600 84	-	-	LNK3202	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns	25.5 k	22 V
	50 120 160	870 118 1500 158 2200 167	SBC4-152-221 SBC4-222-211	RFB0810-152 RFB0810-222	LNK3204	MDCM MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 75 ns ≤ 35 ns		
	175 225	1000 227 1000 236	SBC6-102-561 SBC6-102-561	RFB1010-102 RFB1010-102	LNK3205	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns		
	225 360	750 282 2000 364	-	-	LNK3206	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns		

他の標準部品

R_{BIAS}: 2.49 kΩ, 1%, 1/8 W

C_{BP}: 0.1 μF, 50 V セラミック

C_{FB}: 10 μF, 1.25 × V_O

D_{FB}: 1N4005GP

R_Z: 470 Ω ~ 2 kΩ, 1/8 W, 5%

テーブル 4. 降圧型コンバータの部品の簡易選択。*最も近い基準値または基準値の組み合わせを選択します

V _{OUT}	I _{OUT(MAX)}	インダクタ			LNK320X	モード	ダイオード t _{RR}	R × FB	V _Z
		μH I _{RMS(mA)}	Tokin	Coilcraft					
5	≤65 80	1200 70 1500 80	SBC3-152-251	RFB0807-122 RFB0807-152	LNK3202	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns	3.57 k	3.9 V
	120 160	680 220 680 230	SBC2-681-211 SBC2-681-211	RFB0807-681 RFB0807-681	LNK3204	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns		
	175 225	680 340 680 320	SBC3-681-361 SBC4-681-431	RFB0810-681 RFB0810-681	LNK3205	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns		
	225 360	680 440 680 430	SBC4-681-431 SBC4-681-431	RFB0810-681 RFB0810-681	LNK3206	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns		
12	≤63 80	2200 70 3300 90	SBC3-222-191 SBC3-332-151	RFB0807-222 RFB0807-332	LNK3202	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns	11.8 k	11 V
	85 120 160	680 180 1200 220 1800 210	SBC4-152-251	RFB0807-681 RFB1010-122 RFB0807-182	LNK3204	MDCM MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 75 ns ≤ 35 ns		
	175 225	820 320 1200 310	-	RFB0807-821 RFB0810-122	LNK3205	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns		
	280 360	820 410 1800 410	-	RFB0810-821 RFB1010-182	LNK3206	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns		
15	≤63 80	2200 70 3900 90	SBC3-222-191	RFB0807-222 RFB0807-392	LNK3202	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns	15 k	13 V
	70 120 160	680 180 1500 220 2200 220	SBC2-681-211 SBC3-152-251 SBC4-222-211	RFB0807-681 RFB0807-152 RFB0810-222	LNK3204	MDCM MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 75 ns ≤ 35 ns		
	175 225	1000 320 1500 320	SBC4-102-291 SBC4-152-251	RFB0810-102 RFB0810-152	LNK3205	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns		
	280 360	1200 400 2200 410	SBC6-222-351	RFB0810-122 RFB1010-222	LNK3206	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns		
24	≤63 80	3300 70 6800 100	SBC3-332-151 SBC3-682-111	RFB0807-332 RFB0807-682	LNK3202	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns	25.5 k	22 V
	50 120 160	680 180 2200 210 3300 210	SBC2-681-211 SBC3-222-191 SBC4-332-161	RFB0807-681 RFB0810-222 RFB0810-332	LNK3204	MDCM MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 75 ns ≤ 35 ns		
	175 225	1800 300 2200 290	SBC4-222-211	RFB0810-182 RFB1010-222	LNK3205	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns		
	280 360	1800 370 3300 410	-	RFB1010-182	LNK3206	MDCM CCM	≤ 75 ns ≤ 35 ns		

他の標準部品

R_{BIAS}: 2.49 kΩ, 1%, 1/8 WC_{BP}: 0.1 μF, 50 V セラミックC_{FB}: 10 μF, 1.25 × V_OD_{FB}: 1N4005GPR_Z: 470 Ω ~ 2 kΩ, 1/8 W, 5%

テーブル 5. 極性反転型コンバータの部品の簡易選択。*最も近い基準値または基準値の組み合わせを選択します。上のテーブルに示されているインダクタ値は、バラツキ等を考慮した推定値です。一部の設計では、評価試験結果に基づいて、インダクタンス値をさらに低くすることもできます

LinkSwitch-TN2 の回路設計

LinkSwitch-TN2 の動作

図 1 (a) に、LinkSwitch-TN2 IC を使用する降圧型コンバータの基本回路構成を示します。出力を制御する方法は、表 6 に例示されている ON/OFF

制御方式です。スイッチングはサイクルごとに決定されるため、電源の過渡応答は非常に良好で、位相補償は不要です。フィードバックを 50 ms 間欠落した場合、電源はオートリスタート動作モードに入り、スイッチングは電力消費を制限するために一定期間停止します。

<p>参考回路図</p>		
<p>通常動作</p>		<p>各サイクルの開始時に FEEDBACK (FB) ピンをサンプルリングします。</p> <ul style="list-style-type: none"> • $I_{FB} < 49 \mu A$ の場合、次のサイクルが発生する • $I_{FB} > 49 \mu A$ の場合、次のスイッチング サイクルがスキップされる <p>高負荷時 - サイクルはほとんどスキップされない</p> <p>低負荷時 - 多くのサイクルがスキップされる</p>
<p>オートリスタート</p>		<p>$t_{AR(ON)}$ (50 ms) を超える期間にフィードバック ($I_{FB} < 49 \mu A$) がない場合、オートリスタートの OFF 時間の間、スイッチングは無効になります。異常な状態になった場合、最初の OFF 時間は 150 ms ($t_{AR(OFF)}$ 初回 OFF 期間) です。異常状態が続く場合、その後の OFF 時間は 1500 ms ($t_{AR(OFF)}$、その後の期間) になります。</p>

テーブル 6. LinkSwitch-TN2 の動作

全動作温度範囲において、FEEDBACK ピンの電圧精度は維持されるため、基準 (ツェナー ダイオードまたは基準 IC) を使用せずに出力電圧のダイレクト センス方式が可能となります。これにより、全体的な出力の公差が $\pm 5\%$ での 12 V の設計が可能になります。電圧精度向上のため、テーブル 2 に示されるように基準にフォトカプラを使用することもできます。フォトカプラはレベル シフトを実現するのみであるため、安全規格の取得や承認は必要ありません。フォトカプラを使用すると、デバイスの位置も柔軟に選択できます。たとえば、降圧型コンバータの構成でローサイドリターン回路に LinkSwitch-TN2 IC を配置でき、SOURCE ピン及びそれに接続されている部品がスイッチング ノードに含まれなくなるので EMI が軽減されます。

トポロジの選択

選択可能な場合、降圧型を使用します。降圧型では、指定された LinkSwitch-TN2 IC とインダクタ値から得られる出力電力が最大になります。降圧型における電源スイッチとフリーホイーリング ダイオードの電圧ストレス及び出力インダクタを通過する平均電流も極性反転型と比較してわずかに低くなります。

動作モードの選択 — MDCM と CCM の動作

設計を始める際に、不連続動作モード (MDCM) または連続動作モード (CCM) のいずれかを選択します。LinkSwitch-TN2 デバイス、フリーホイーリング ダイオード、及びインダクタの選択はモードによって決定されるため

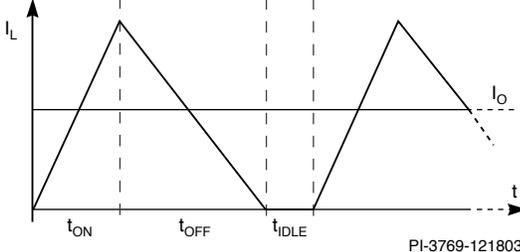
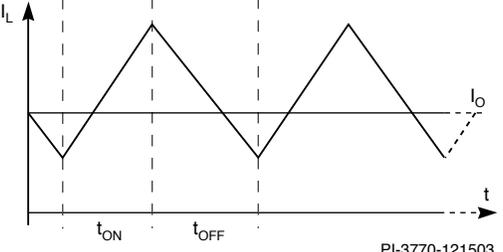
です。最大出力電流のためには CCM を選択し、その他のすべてのケースには MDCM を選択することを推奨します。総合的には、ソリューション全体のコストが最も低い動作モードと部品を選択します。テーブル 7 に、2 つの動作モード間のトレードオフをまとめます。

CCM と MDCM のその他の違いは、DCM のほうが過渡応答が良好で、CCM のほうが出力リップルが低くなることです (コンデンサの ESR が同じ場合)。ただし、LinkSwitch-TN2 アプリケーションの低い出力電流では、一般にこれらの違いは重要ではありません。

降圧型または極性反転型コンバータの導通モード (CCM または MDCM) は、主に入力電圧、出力電圧、出力電流、及びデバイスのカレントリミットに依存します。入力電圧、出力電圧、及び出力電流は固定設計パラメータであるため、LinkSwitch-TN2 のカレントリミットが動作モードを設定するための唯一の設計パラメータになります。

ON/OFF 制御では、いくつかのスイッチング サイクルが連続インダクタ電流を示すので「大半の条件下で不連続」という語句が使用されますが、ほとんどのスイッチング サイクルは不連続動作モードになります。設計を完全に不連続にすることはできませんが、利用可能な出力電流が制限され、設計のコスト効率が低下します。

CCM 動作モードと MDCM 動作モードの比較

動作モード	MDCM	CCM
動作概要	 <p>PI-3769-121803</p> <p>t_{OFF} 中はインダクタ電流がゼロになり、$t_{IDLE} = 0$ の場合、MDCM と CCM の境界になります。</p>	 <p>PI-3770-121503</p> <p>電流は、スイッチング サイクル全体でインダクタ内を絶えず流れます。</p>
インダクタ	低コスト 値が低く、サイズが小さい。	高コスト 値が高く、サイズが大きい。
フリーホイーリング ダイオード	低コスト 75 ns の超高速リカバリー タイプ (周囲温度 > 70 °C で ≤ 35 ns)。	高コスト 35 ns の超高速リカバリー タイプが必要。
LinkSwitch-TN2	IC のコストが高くなる可能性 必要な出力電流を供給するために、より大きなデバイスが必要になることがあります。必要な出力電流に関係します。	IC のコストが最も低くなる可能性 より小さなデバイスで必要な出力電流を供給できることがあります。必要な出力電流に関係します。
効率	高効率 スイッチング ロスが小さい。	低効率 スイッチング ロスが大きい。
全体		一般的に高コスト

テーブル 7. ほとんどの期間で不連続動作モード (MDCM) と連続動作モード (CCM) の比較

ステップ バイ ステップ形式の設計手順

ステップ 1 – アプリケーション変数 V_{AC_MIN} , V_{AC_MAX} , f_L , V_O , I_O , η , C_{IN} の入力

アプリケーション変数の入力				
入力電圧範囲		ユニバーサル		AC 入力電圧範囲
VACMIN	85.00	85.00 VAC		最小 AC 入力電圧
VACTYP		115.00 VAC		AC 入力電圧通常値
VACMAX	265.00	265.00 VAC		最大 AC 入力電圧
fL		50.00 Hz		AC 主電源周波数
LINE RECTIFICATION TYPE	H	H		全波整流 (F) または半波整流 (H) を選択
t_CONDUCTION		2.72 ms		ブリッジ ダイオードの導通時間を入力
VO	12.00	12.00 VDC		出力電圧
IO	0.120	0.120 A		平均出力電流
EFFICIENCY_ESTIMATED		0.75		出力端子の推定効率
EFFICIENCY_CALCULATED		0.82		実際の部品と動作ポイントに基づいて計算された効率
POUT		1.44 W		連続出力電力
CIN	9.40	9.40 uF		入力コンデンサ
VMIN		86.0 VDC		整流入力電圧の最小値
VMAX		374.8 VDC		整流最大入力 AC 電圧のピーク
T_AMBIENT		50 °C		動作周囲温度 (°C)
INPUT_STAGE_RESISTANCE		10 mΩ		入力段抵抗 (mΩ) (ヒューズ、サーミスタ、フィルタの部品を含む)
PLOSS_INPUTSTAGE		0.000 W		入力段の推定損失

図 2. LinkSwitch-TN2 設計計算シートのアプリケーション変数セクション

入力電圧

テーブル 8 から入力電圧範囲を決定します。

定格入力電圧 (VAC)	V_{AC_MIN}	V_{AC_MAX}
100/115	85	132
230	195	265
ユニバーサル	85	265

テーブル 8. 全世界の標準的な入力電圧範囲

入力周波数, f_L

ユニバーサル電圧または単一 100 VAC 入力では 50 Hz、単一 115 VAC 入力では 60 Hz です。単一 230 VAC 入力では 50 Hz です。これらの値は、最小値ではなく標準的な入力周波数を示しています。ほとんどのアプリケーションでは、この値により適切な設計マージン全体が決まります。条件が極めて厳しい場合、または製品の仕様によっては、これらの数値を 6% (47 Hz または 56 Hz) まで低減できます。半波整流には $f_L/2$ を使用します。

定格出力電圧, V_{OUT} (V)

連続負荷条件におけるメイン出力の定格出力電圧を入力します。一般に、メイン出力とはフィードバックされる出力のことです。

出力電力, I_{OUT} (A)

電源の出力電流を入力します。電源がマルチ出力電源の場合、全出力電力の等価電流の合計値を入力します。電力の合計をメイン出力電圧で割り、算出します。

マルチ出力設計では、メイン出力 (一般にフィードバック元の出力) の出力電力を増やして、最大連続出力電力 (存在する場合) を設計内のすべての

出力からの合計出力電力に一致させる必要があります。その後、個々の出力電圧と電流をスプレッドシートの一番下に入力します。

電源効率, η

ピーク負荷条件及び入力の最悪条件 (一般には最低入力電圧) において出力端子で測定した電源全体のエネルギー効率の推定値を入力します。参考データがない場合は、12 V 出力では 0.7 から開始し、5 V 出力では 0.55 から開始します。出力電力の大部分が出力電圧 12 V 以上から得られる設計では一般的です。プロトタイプ製作後には、効率の実測値を入力する必要があります。

入力容量合計, C_{IN} (μF)

テーブル 9 をガイダンスに使用して総入力容量を入力します。

容量は、整流コンデンサにかかる最小及び最大の DC 電圧の計算に使用し、最小 DC 入力電圧 $V_{MIN} > 70 V$ を維持するように選択する必要があります。

AC 入力電圧 (VAC)	出力電力 (ワット) あたりの合計入力容量 ($\mu F/W$)	
	全波整流	半波整流
100/115	2	4-5
230	1	1-2
85-265	2	4-5

テーブル 9. 各入力電圧範囲に対する推奨入力容量合計値

ステップ 2 – AC 入力段の決定

入力段は、ヒューズ抵抗、入力整流ダイオード、及びライン フィルタ回路で構成されます。ヒューズ抵抗は難燃性を推奨し、ディファレンシャル モード入力電圧サージの要件によっては巻線型が必要になることがあります。ヒューズ抵抗は溶断による保護と、突入電流を制限し、ディファレンシャルモードノイズを軽減します。半波整流された設計の EMI 特性は、下方のリターン回路に 2 つ目のダイオードを追加することによって向上します。これにより、EMI のシールド (EMI ノイズ電流はダイオードの導通時のみ流れる) が可能になり、サージ電圧が 2 つのダイオードで分担されるため、ディファレンシャル サージ耐量が 2 倍になります。テーブル 10 に、ユニバーサル入力設計の出力電力に基づいた推奨入力段を示します。テーブル 9 では、他の入力電圧範囲の入力容量を設定する方法を示します。

ステップ 3 – AC 入力電圧に基づいた最小と最大の DC 入力電圧 V_{MIN} と V_{MAX} の決定

V_{MAX} を次のように計算します。

$$V_{MAX} = \sqrt{2} \times V_{ACMAX} \quad (1)$$

入力ヒューズの抵抗値が小さい場合、その電圧降下は無視できます。

最小入力電圧 V_{MIN} を算出します。

ハーフブリッジ整流器:

$$V_{MIN} = \sqrt{(2 \times V_{ACMIN}^2) - \frac{2 \times P_o \left(\frac{1}{f_L} - t_c \right)}{\eta \times C_{IN(TOTAL)}}} \quad (2)$$

フルブリッジ整流器:

$$V_{MIN} = \sqrt{(2 \times V_{ACMIN}^2) - \frac{2 \times P_o \left(\frac{1}{2 \times f_L} - t_c \right)}{\eta \times C_{IN(TOTAL)}}} \quad (3)$$

V_{MIN} が 70 V 以下の場合 $C_{IN(TOTAL)}$ の値を増やします。 t_c はブリッジ ダイオードの導通時間です。

ステップ 4 – 出力電流とカレントリミットに基づいた LinkSwitch-TN2 デバイスの選択

動作モードの決定 – テーブル 7 を参照。

MDCM 動作では、出力電流 (I_o) はデータシートから選択されたデバイスの最小カレントリミット値の半分以下にする必要があります。

$$I_{LIMIT_MIN} > 2 \times I_o \quad (4)$$

CCM 動作では、出力電流 I_o は最小カレントリミット I_{LIMIT_MIN} の 50% 以上で 80% 未満になるようにデバイスを選択する必要があります。

$$0.5 \times I_{LIMIT_MIN} < I_o < 0.8 \times I_{LIMIT_MIN} \quad (5)$$

LinkSwitch-TN2 のカレントリミット値については、データシートを参照してください。

標準的な LinkSwitch-TN2 部品は、2 つのカレントリミットのいずれかで動作するようにプログラムできます。「RED」または低減カレントリミットでは、低減されたカレントリミットでの動作が可能で、定格出力電流よりかなり低い電流レベルで部品を使用する場合に推奨されます。「STD」または標準カレントリミットは、BP コンデンサのコストを最適化するためにほとんどの用途で選択されます。

0.1 μ F コンデンサを使用すると、標準カレントリミット値になります。1 μ F コンデンサを使用すると、カレントリミットは小さくなり、低コストの表面実装降圧型チョークコイルによる設計が可能になります。

POUT	≤ 0.25 W	0.25 - 1 W	> 1 W	
85 - 265 VAC 入力段				
	R_{F1}, R_{F2} : 100 - 470 Ω , 0.5 W、ヒューズ C_{IN} : ≥ 2.2 μ F, 400 V D_{IN1}, D_{IN2} : 1N4007, 1 A, 1000 V	R_{F1} : 8.2 Ω , 1 W ヒューズ R_{F2} : 100 Ω , 0.5 W、難燃性 C_{IN1}, C_{IN2} : ≥ 3.3 μ F、それぞれ 400 V D_{IN1}, D_{IN2} : 1N4007, 1 A, 1000 V	R_{F1} : 8.2 Ω , 1 W ヒューズ L_{IN} : 470 μ H - 2.2 mH, 0.05 A - 0.3 A C_{IN1}, C_{IN2} : ≥ 4 μ F/ I_{OUT} 、それぞれ 400 V D_{IN1}, D_{IN2} : 1N4007, 1 A, 1000 V	R_{F1} : 8.2 Ω , 1 W ヒューズ L_{IN} : 470 μ H - 2.2 mH, 0.05 A - 0.3 A C_{IN1}, C_{IN2} : ≥ 2 μ F/ I_{OUT} 、それぞれ 400 V D_{IN1}, D_{IN2} : 1N4007, 1 A, 1000 V
コメント	*EMI と入力サージ特性の改善のためのオプション。入力のリターン側を基準とするアプリケーションでは、省略します。 **値を大きくして、必要なディファレンシャル入力サージの特性を満たします。			

テーブル 10. ユニバーサル入力の推奨 AC 入力段

ステップ 5 – 出力インダクタの選択

設計要件を満たすのであれば、標準市販インダクタを選択できます。次の図に示すように、低コストで、極めて小さい可聴ノイズ特性のフェライトコアが 1 つの「ドラム」または「ドッグボーン」「I」コア インダクタを推奨します。ただし、可聴ノイズを小さくするには、インダクタにワニス タイプを選択する必要があります。

テーブル 4 と 5 に、設計計算シートの計算に基づいた一般的な出力電圧と電流に対するインダクタ値と RMS 定格電流を示します。必要な出力仕様を超える次に最も近い (高い) 電圧及び/または電流を選択します。または、PI Expert ソフトウェア設計スイートの PIXIs スプレッドシート ツールまたは付録 B を使用すると、正確なインダクタンス値 (式 C13) と RMS 電流定格 (式 C29) を計算できます。より低い DC 抵抗及びより高い RMS 定格のために、選択するインダクタ値は $1.5 \times L_{TYP}$ より L_{TYP} に近い値にすることを推奨します。非常に高いピーク電流値を防止するために、680 μH を下限値にすることで最大 dI/dt が制限されます。テーブル 4 と 5 に、2 つのメーカーの標準インダクタの参考部品番号を示します。

$$680 \mu\text{H} < L < 1.5 \times L_{TYP}$$

LinkSwitch-TN2 の設計では、動作モードはインダクタ値に依存しません。動作モードは、選択したデバイスの負荷電流とカレントリミットに依存します。インダクタ値によって設定されるのは平均スイッチング周波数のみです。図 4 に、一般的な標準インダクタ メーカーのデータシートを示します。既製の「ドラム コア/ドッグボーン/I コア」のインダクタ値は、電流が増加するに従って最大 20% 低下します。数式 (C14) の定数 K_{L_TOL} 及び設計計算シートにより、この低下と初期インダクタンス値の公差の両方を調整します。たとえば、680 μH 、360 mA のインダクタが必要な場合に図 4 を参照すると、動作電流 (約 $[0.36/0.38] \times 10$) の公差は 10% でインダクタンスの減少は推定 9.5% です。したがって、 K_{L_TOL} の値は 0.195 (19.5%) になります。データがない場合は、 K_{L_TOL} を 0.15 (15%) に想定します。

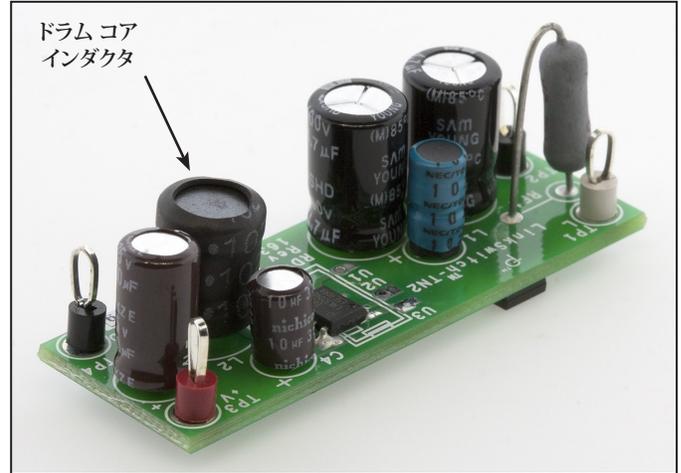


図 3. ドラム コア インダクタの例

LinkSwitch-TN2 デバイス後段の損失により (インダクタ (巻線とコア損失の抵抗)、フリーホイーリング ダイオード、フィードバック回路、出力コンデンサの損失、及びダミー負荷)、インダクタに蓄積されるすべてのエネルギーが負荷に供給されるわけではありません。これにより、最大電力供給能力が制限されるため、最大出力電流も低減されます。指定した最大負荷電力を供給するために、最小インダクタンスはこの損失を補正する必要があります。これを補正するには、損失係数 K_{Loss} を使用します。これには、数式 6 によって求められる総電源損失の 50% ~ 66% という推奨値があります。たとえば、全体効率 (η) が 0.75 の設計では、 K_{Loss} 値は 0.875 ~ 0.833 になります。

$$K_{Loss} = 1 - \left(\frac{1 - \eta}{2} \right) \text{ to } 1 - \left(\frac{2(1 - \eta)}{3} \right) \tag{6}$$

Model	Inductance	Rdc	Current (Reference Value)	
	L(mH) at 10 kHz	(Ω) max.	Rated Current (A) $\Delta T = 20^\circ\text{C}$	Current (Reference Value) (A) $\Delta T = 40^\circ\text{C}$ L change rate -10%
681-361	680 \pm 10%	1.62	0.36	0.38
102-281	1000 \pm 10%	2.37	0.28	0.31
152-251	1500 \pm 10%	3.64	0.25	0.26
222-191	2200 \pm 10%	5.62	0.19	0.21
332-151	3300 \pm 10%	7.66	0.15	0.17

図 4. 標準インダクタのデータ シートの例

PI-3783-030217

ステップ 6 – フリーホイーリング ダイオードの選択

$t_{AMB} \leq 70^\circ\text{C}$ における MDCM の動作では、 $t_{RR} \leq 75\text{ ns}$ の超高速ダイオードを選択します。 $t_{AMB} > 70^\circ\text{C}$ では、 $t_{RR} \leq 35\text{ ns}$ の超高速ダイオードを選択します。CCM の動作では、 $t_{RR} \leq 35\text{ ns}$ の超高速ダイオードを選択します。フリーホイーリング ダイオードでは、25% の設計マージンを確保します。

$$V_{PIV} > 1.25 \times V_{MAX} \quad (7)$$

ダイオードは、最大負荷電流を導通する必要があります。したがって、次のようになります。

$$I_F > 1.25 \times I_O \quad (8)$$

テーブル 3 に、一般的なフリーホイーリング ダイオードの選択肢を示します。

ステップ 7 – 出力コンデンサの選択

出力コンデンサは、出力電圧リップルの要件に基づいて選択する必要があります。出力電圧リップルは、一般にコンデンサ ESR に依存し、次のように見積もることができます。

$$ESR_{MAX} = \frac{V_{RIPPLE}}{I_{RIPPLE}} \quad (9)$$

ここで、 V_{RIPPLE} は最大出力リップル仕様で、 I_{RIPPLE} は LinkSwitch-TN2 の出力リップル電流です (C2 と C3 を参照)

コンデンサの ESR 値は、スイッチング周波数約 66 kHz で指定する必要があります。コンデンサ値を 100 μF より大きくすることは、オートリスタート前の 50 ms 間に出力電圧がレギュレーションに到達しないことがあるため推奨しません。さらに容量が必要な場合は、ソフトスタート コンデンサを追加する必要があります (設計セクションのヒントを参照)。 $V_{RATED} \geq 1.25 \times V_O$ になるように定格電圧を選択します。

ステップ 8 – フィードバック抵抗の選択

R_{FB} と R_{BIAS} の値は、安定化出力電圧で FEEDBACK ピン (V_{FB}) の電圧が 2 V になるように選択します。この電圧は、FEEDBACK ピンの 49 μA の電流 (I_{FB}) に対して指定されます。

R_{BIAS} の値を 2.49 k Ω にします。これは 0.8 mA 以下の電流でフィードバック回路をバイアスします。したがって、 R_{FB} の値は次の数式で得られます。

$$R_{FB} = \frac{V_O - V_{FB}}{\frac{V_{FB}}{R_{BIAS}} + I_{FB}} = \frac{(V_O - V_{FB}) \times R_{BIAS}}{V_{FB} + (I_{FB} \times R_{BIAS})} \quad (10)$$

ステップ 9 – フィードバック ダイオードとコンデンサの選択

フィードバック コンデンサには、電圧定格が $1.25 \times V_O$ 以上の 10 μF 汎用電解コンデンサを使用します。フィードバック ダイオードには、定格電圧が $1.25 \times V_{MAX}$ 以上のガラス保護膜付き 1N4005GP デバイスまたは 1DFLR1600-7 デバイスを使用します。

ステップ 10 – BYPASS ピンの外部バイアス抵抗の選択

電源の無負荷時入力電力を低減するには、応用例の図 9 にある抵抗 R5 をフィードバック コンデンサ C3 から BYPASS ピンに接続することを推奨します。これは、出力電圧が $V_{BP(SHUNT)}$ より大きい電源に適用できます。

無負荷時の消費電力を最小にするには、BYPASS ピンに供給される電流を 120 μA よりわずかに大きくする必要があります。最大負荷時効率及び熱特性を最適化するには、BYPASS ピンに供給される電流を以下に示す電流値よりもわずかに大きくする必要があります。

品番	バイパス電流
LNK3202	195 μA
LNK3204	222 μA
LNK3205	269 μA
LNK3206	290 μA

テーブル 11. MOSFET のスイッチング時のバイパス ピンの注入電流

BYPASS ピンの電流は、最大出力電圧 (通常は出力電圧が無負荷状態の場合) で 16 mA ($I_{BP(MAX)}$) を超えないようにして下さい。

ステップ 11 – プリロード抵抗の選択

最小負荷が 3 mA 未満のハイサイドのダイレクト フィードバック設計では、出力レギュレーションを維持するためにプリロード抵抗が必要です。出力電圧はインダクタを介して、フィードバック制御されるためです。 R_{PL} の値は、最小出力負荷が 3 mA になるように選択する必要があります。

フォトカプラを使用した設計では、ツェナー ダイオードまたは基準バイアス電流の最小負荷が 1 mA ~ 2 mA となるため、「グループ パルス現象」とゼロ負荷時の出力リップルを防止します。

設計のヒント

起動時の出力インピーダンス

システム全体容量が 100 μ F を超えるか、または出力電圧が 12 V を超える場合、起動時 50 ms 以内に出力がレギュレーションに到達しないことがあり、オートリスタート保護機能エラーがトリガされることがあります。これは、出力電流がモーターやファンに供給されている場合など、負荷は純抵抗だけではない場合があるためです。起動時間を長くするには、図 5 に示すように、フィードバック抵抗にソフトスタート コンデンサを追加できます。このソフトスタート コンデンサの値は、一般に定格電圧が $1.25 \times V_o$ で 0.47μ F ~ 47μ F の範囲です。このコンデンサの追加により、一部の設計でスイッチング サイクルのグループパルスに類似した不安定性を招くことがあります。したがって、この推奨事項は、さまざまな動作条件下で出力リップルを測定して慎重に確認して下さい。

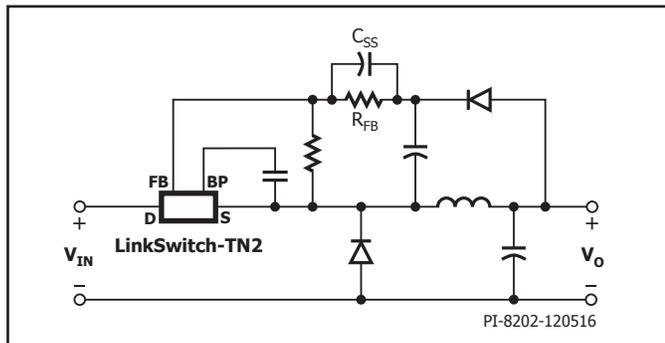


図 5. ソフトスタート コンデンサの配置を示す回路図の例

プラス出力とマイナス出力の生成

家電の用途では、多くの場合、AC 入力を基準としたプラス出力とマイナス出力の両方を生成する必要があります。これは、図 6 に示す回路を使用して実現できます。2 つのツェナー ダイオードの定格電圧は、各システムに必要な出力電圧の近傍で、一方のシステムの負荷が軽く、他方のシステムの負荷が重い場合でもレギュレーションが維持されるようにします。LinkSwitch-TN2 の回路は、出力電流が両システムの出力の合計に等しい単一の出力電圧として設計されます。この例の出力電圧の振幅の合計は 12 V です。

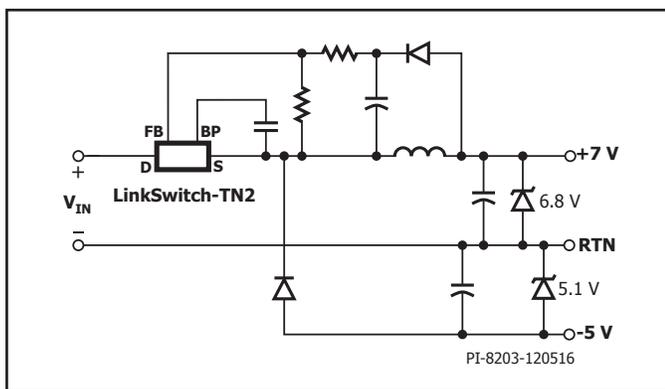


図 6. 回路例 - 二出力電圧の生成

定電流回路の構成 (LED ドライバ)

図 7 に示す回路は、LED などの定電流負荷の駆動に最適です。この回路は、正確な出力電流を供給するための基準として LinkSwitch-TN2 IC の高精度な公差と温度安定性を備えた FEEDBACK ピンを使用します。定電流

出力を生成するために、抵抗 R_{SENSE} とコンデンサ C_{SENSE} によって平均出力電流が電圧に変換され、 R_{FB} と R_{BIAS} を介して FEEDBACK ピンに流入されます。表示されている R_{BIAS} と R_{FB} の値を使用して、必要な出力電流で 2 V の電圧降下を生成する R_{SENSE} の値を選択する必要があります。コンデンサ C_{SENSE} は、インダクタのリップル電流によって変化する R_{SENSE} の電圧をフィルタします。 C_{SENSE} の値は、特に M_{DCM} の設計においてリップル電圧を最小限に抑えることができるように十分に大きくする必要があります。 C_{SENSE} の値は、 R_{SENSE} と C_{SENSE} の時定数 (t) がスイッチング期間 (15 μ s) の 20 倍以上になるように選択します。 C_{SENSE} で検出されるピーク電圧は $R_{SENSE} \times I_{LIMIT(MAX)}$ に等しくなります。出力コンデンサは任意ですが、出力コンデンサがなければ、負荷は選択した LinkSwitch-TN2 デバイスの最大ピーク電流 (I_{LIMIT}) に到達します。 C_o の値を大きくして (通常は 100 nF ~ 10 μ F の範囲)、ピーク電流を負荷の許容レベルまで低減します。

負荷が接続されていない場合はフィードバックがなく、大きな出力電圧が発生し、回路の故障につながる可能性があります。これを防止するために、図 7 に示すように第 2 の電圧制御ループ (D_{FB} と V_{RFB}) を追加できます。これには、回路にコンデンサ C_o を使用する必要もあります。ツェナーの電圧は、定電流動作において直列 LED にかかる最大電圧より上の次の基準値として選択します。以下の検討項目を追加することで、同じ設計の数式/設計計算シートを標準の極性反転型設計向けに利用できます。

1. $V_o = LED V_f \times$ 直列接続ごとの LED 数
2. $I_o = LED I_f \times$ 直列接続の数
3. R_{SENSE} の損失のため、効率予測値を下げます (設計計算シートにインダクタ抵抗として R_{SENSE} を入力します)。
4. $R_{BIAS} = 2 \text{ k}\Omega$ と $R_{FB} = 300 \Omega$ を設定します。
5. $R_{SENSE} = 2/I_o$
6. $C_{SENSE} = 20 \times (15 \mu\text{s}/R_{SENSE})$
7. 負荷を流れる出力リップル電流の許容値に基づいて C_o を選択します。
8. 負荷を切断できる場合、または回路保護を追加する場合は、 C_o の他に電圧フィードバック部品の D_{FB} と V_{RFB} を追加します。

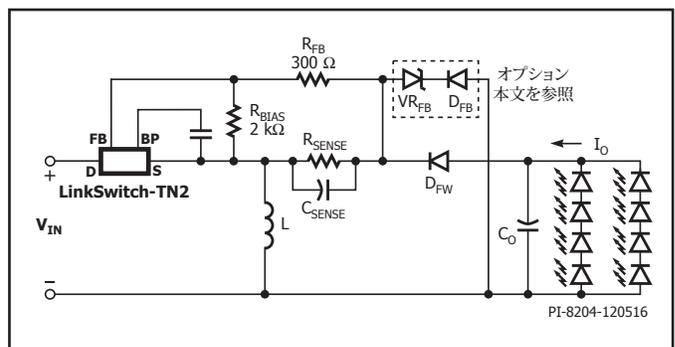


図 7. ハイサイド極性反転型の定電流出力の構成

温度環境

良好な熱特性を得るために、適切なヒートシンクを使用して SOURCE ピンの温度を 100 $^{\circ}$ C 未満に維持する必要があります。高い周囲温度 (50 $^{\circ}$ C 以上) の用途では、最高動作周囲温度で電源を作製してテストし、適切な温度マージンを確保することを推奨します。データシートに指定されている最大出力電流は、特定の動作条件に基づいているため、温度を下げる必要がある場合があります。さらに高い動作温度では (70 $^{\circ}$ C 以上)、超高速 (35 ナノ秒以下) の低逆回復ダイオードを使用することも推奨します。周囲温度が 25 $^{\circ}$ C の条件でデバイスの温度が 85 $^{\circ}$ C を超える場合は、ファミリー内の次に大きなデバイスを選択することを推奨します。

SOURCE ピンがスイッチング ノードの場合に測定するには、バッテリー駆動の熱電温度計を推奨します。または、周囲温度を上げて、過熱保護に対するマージンを示すこともできます。

推奨レイアウトの考慮事項

降圧型コンバータまたは極性反転型コンバータの構成では、LinkSwitch-TN2 デバイスの SOURCE ピンがスイッチング ノードであるため、設計の熱条件内で EMI を最小にするには、SOURCE に接続された銅箔面積を最小にする必要があります。

昇圧型の構成では、SOURCE ピンが DC リターンに接続されているため、SOURCE に接続されている銅箔面積を最大化してヒート シンクを向上できます。

図 8 に、図 9 の回路図の基板レイアウト設計の例を示します。LinkSwitch-TN2、インダクタ (L1)、フリーホイーリング ダイオード (D1)、及び出力コンデンサ (C2) の間に形成されるループは、できるだけ小さくする必要があります。入力コンデンサ C5、IC DRAIN ピン、SOURCE ピン、フリーホイーリング ダイオードのカソードとアノードの間のループはできるだけ小さくする必要があります。BYPASS ピン コンデンサ C1 は (図 9)、SOURCE ピンと BYPASS ピンに物理的に近い位置に配置する必要があります。

市販のほとんどのインダクタはドラム コア インダクタまたはドッグボーンインダクタです。これらのインダクタはシールドされていないため、磁気結合の大きな発生源になります。ディファレンシャル モード ノイズの発生源にもなります。スイッチング ノードからの直接の影響を最小にするには、LinkSwitch-TN2 IC を AC 入力ラインから離れた位置に配置する必要があります。LinkSwitch-TN2 デバイスと AC 入力の間にはコンデンサ C4 と C5 を配置すると効果があります。ドラム コア インダクタでは、一般に巻線は複

数層になっています。インダクタのどちらの終端を出力コンデンサに接続するか、及びどちらの終端を IC の SOURCE ピンに接続するかによって、EMI 特性とレギュレーションの結果は個々の設計で異なります。したがって、インダクタの方向の変更の影響を検証し、適切なインダクタの方向を使用することを推奨します。適切な方向が決まったら、特性の再現性を確保するために、製造するすべての基板で一貫して同じ方向を使用する必要があります。一般に、インダクタには巻線の始端と終端を示すマークが付いています。このマークは、組立時にインダクタを正しい方向に配置するために使用できます。

2 番目の整流ダイオード D4 はオプションですが、EMI の性能を高めて、耐入力サージ機能を強化するために使用できます。

大電流が流れる配線は、できるだけ短くし、幅を広くする必要があります。これらは、入力コンデンサ、LinkSwitch-TN2 IC、インダクタ、フリーホイーリング ダイオード、及び出力コンデンサを接続する配線です。

安全性を遵守する設計

電源には、落雷などの現象の発生により生じるサージ電圧への耐性が必要です。このような現象によって、すべての部品の障害や機能の損失が発生しないことが求められます。IEC61000-4-5 などの規格では、サージ電圧、電流波形、電源インピーダンスが定義されています。これらは、接続された電源回路及びデータ装置の保護機能を試験するために、一般的な最悪過渡時条件で規定されています。

電源の入力段に使用するヒューズ抵抗、EMI フィルタ、及びコンデンサの部品は、このような現象の発生時に電源の部品が印加される電圧及び電流のストレスを制限するために役立ちます。

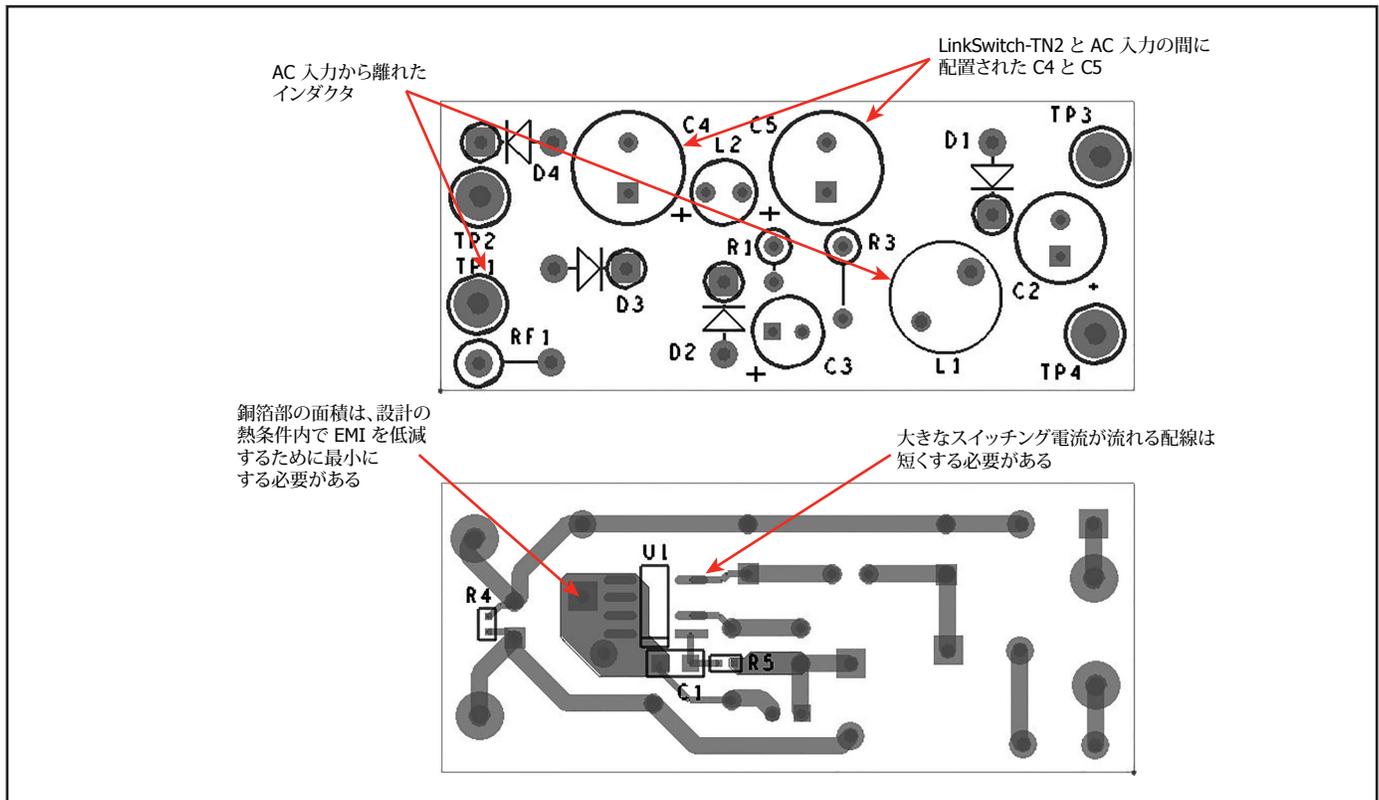


図 8. D パッケージを使用する LinkSwitch-TN2 の推奨基板レイアウト

PI-8209-120616

サージレベルが高い (DM サージが 1 kV を超える) 場合は、多くの場合、電源の入力に MOV を追加する必要があります。この MOV は入力ヒューズの後に配置され、サージ現象の発生時に電源の入力で電圧をクランプするために役立ちます。

次のチェックリストを使用すると、該当する要件を設計で満たしているかどうかを確認できます。

- LinkSwitch-TN2 コンバータのターゲットとする市場を定義します。
- 装置クラスを決定し、コモン モード (CM) 及びディファレンシャル モード (DM) のサージ レベルを決定します。
- DM サージが 1000 V を超える場合は、通常、EMI フィルタのフロントエンドの AC 入力に MOV を追加する必要があります。
- 北米の 115 VAC またはユニバーサル入力用の MOV は、通常動作中のスタンドオフ電圧が適切で、定格サージ電流及びエネルギー容量が適切なものを選択してください。
- MOV の選択例：クラス 3 の設備内に北米のアプリケーションがあり、このアプリケーションでディファレンシャル モード保護用に AC 入力に接続する MOV を選択する必要があります。DM スパイクのエネルギーは 6.9 J 未満になります。150 VAC の連続動作の対応デバイスは、公称 115 VAC のアプリケーションに適したスタンドオフ電圧を実現します。Littlefuse の部品番号 V150LA5 は、25 J 及び 2500 A のサージ能力を提供することが出来ます。MOV の寿命が終わるまでに累積される落雷による性能低下に対してマージンがあります。ユニバーサル入力設計では、V320LA10 は 48 J で 2500 A のサージ能力を実現します。

- コンバータにコモン モードとディファレンシャル モードの両方のサージ試験を実行し、部品の SOA 動作を検証する必要がある主要な部品に関する電流と電圧を確認します。すべての電流及び電圧値が、X と Y の各コンデンサの定格仕様内であることを確認します。仕様外の場合は、より高い定格の部品を指定します。
- 使用するダイオードブリッジのサージ電流定格を確認します。
- MOSFET スイッチの BV 定格がスイッチング部のサージ電圧より高いことを確認します。そうでない場合、サージ エネルギーによってコンデンサの電圧が不適切なレベルまで上昇しないようにするために、整流コンデンサのサイズを大きくする必要があります。確認する必要があります。
- 試験中に整流コンデンサのサージ電圧定格を超えないことを確認します。サージ電圧定格を超える場合は、容量の増加が必要な場合があります。一部のコンデンサは、定格サージ電圧より高い電圧に短期間耐えることもありますが、コンデンサのメーカーに確認する必要があります。
- AC 入力ヒューズは、最大入力電圧で電源オン時の突入電流に対応できる I_{t} 定格を持ち、連続 AC 入力電流に対応し、サージ I_{t} によって遮断されないものを選択します。ヒューズのサイズは、入力間で MOV の障害が発生した場合にヒューズが入力電流を遮断するように設定し、過渡電流への対応に必要な大きさを超えないようにします。

入力サージ中または安全性試験中に電源で測定を行う場合は、試験装置をガルバニック絶縁してください。試験プローブの接続により、サージ エネルギーの代替パスができると、試験結果は不正確になります。試験中に発生する可能性がある電圧を超える高電圧の測定に対応した電圧プローブを必ず使用してください。

付録 A – 応用例

1.44 W ユニバーサル入力降圧型コンバータ

図 9 に、炊飯器、食洗機、またはその他の白物家電の制御に使用する 12 V、120 mA の非絶縁電源の一般的な回路を示します。この回路は、夜間照明、LED ドライバ、電力量計、住宅用暖房コントローラなど、非絶縁電源を使用できる他の用途に使用することもできます。

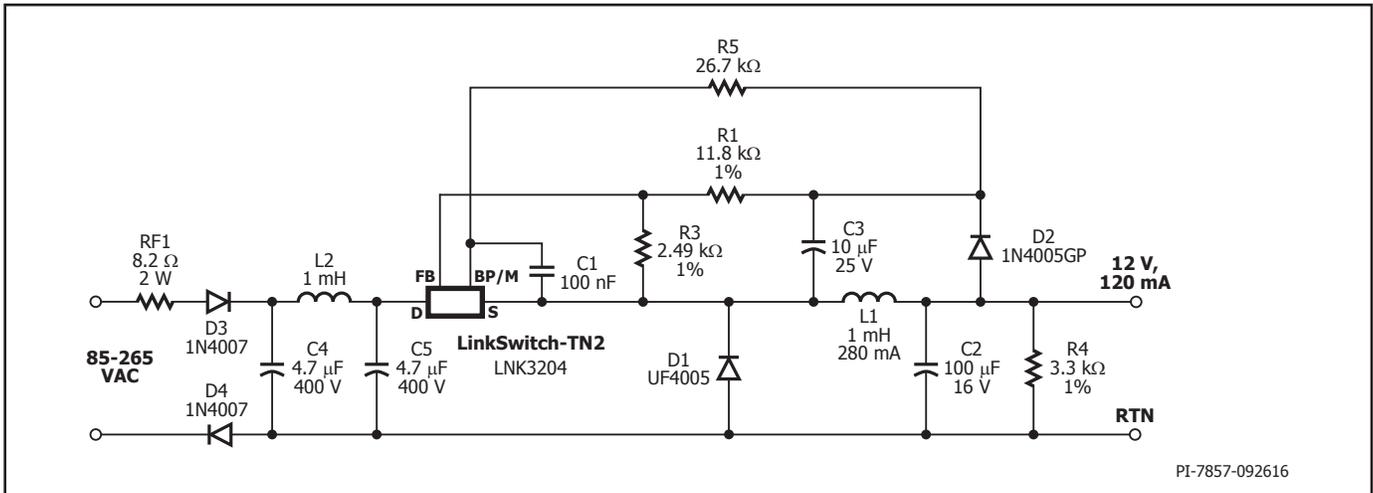


図 9. LinkSwitch-TN2 を使用するユニバーサル入力、12 V、120 mA 定電圧電源

付録 B

降圧型及び極性反転型トポロジのインダクタ値の計算

インダクタンスには、入力電圧と動作モードに関係なく指定された出力電力を供給するために必要な最小値があります。

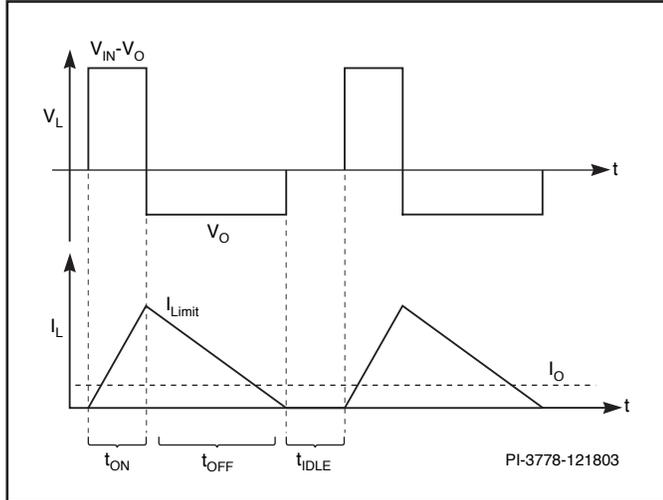


図 10. DCM の降圧型コンバータのインダクタ電圧とインダクタ電流

一般的なケースとして、図 10 に不連続動作モード (DCM) におけるインダクタ電流を示します。次の数式は、CCM と DCM の両方の動作モードに有効です。図 10 に示されているように、DCM には 3 つの異なる区間があります。区間 t_{ON} では LinkSwitch-TN2 IC は ON で、フリーホイーリングダイオードは OFF です。インダクタ内の電流は初期値のゼロから上昇します。ピーク電流は、デバイスのカレントリミット I_{LIMIT} です。区間 t_{OFF} では LinkSwitch-TN2 IC は OFF で、フリーホイーリングダイオードは ON です。電流は、この区間にゼロまで下がります。区間 t_{IDLE} では LinkSwitch-TN2 IC とフリーホイーリングダイオードの両方が OFF で、インダクタ電流はゼロです。

CCM では、このアイドル状態は存在しないため、 $t_{IDLE} = 0$ です。

降圧型コンバータの区間 t_{ON} の終端における電流の振幅は、次のように表すことができます。

$$\Delta I(t_{ON}) = I_{RIPPLE} = \frac{V_{MIN} - V_{DS} - V_O}{L_{MIN}} \times t_{ON} \quad (C1)$$

$$I_{RIPPLE} = 2 \times (I_{LIMIT_MIN} - I_O) \quad t_{IDLE} = 0 \text{ (for CCM)} \quad (C2)$$

$$I_{RIPPLE} = 2 \times (I_{LIMIT_MIN}) \quad t_{IDLE} > 0 \text{ (for MDCM)} \quad (C3)$$

ここで、

I_{RIPPLE} = インダクタのリップル電流

I_{LIMIT_MIN} = 最小カレントリミット

V_{MIN} = 最小 DC バス電圧

V_{DS} = ターンオン状態のドレイン - ソース間電圧

V_O = 出力電圧

L_{MIN} = 最小インダクタンス

同様に、区間 t_{OFF} の終端における電流の振幅は、次のように表すことができます。

$$\Delta I(t_{OFF}) = I_{RIPPLE} = \frac{V_O + V_{FD}}{L_{MIN}} \times t_{OFF} \quad (C4)$$

各スイッチングサイクルの始めにインダクタを流れる初期電流は、次のように表すことができます。

$$I_{INITIAL} = I_{LIMIT_MIN} - I_{RIPPLE} \quad (C5)$$

1 つのスイッチングサイクルでインダクタを流れる平均電流は出力電流 I_O に等しくなります。この電流は、次のように表すことができます。

$$I_O = \frac{1}{T_{SW_MAX}} \left(\frac{1}{2} \times (I_{LIMIT_MIN} + I_{INITIAL}) \times t_{ON} + \frac{1}{2} \times (I_{LIMIT_MIN} + I_{INITIAL}) \times t_{OFF} + 0 \times t_{IDLE} \right) \quad (C6)$$

ここで、

I_O = 出力電流

T_{SW_MAX} = 最小スイッチング周波数 F_{S_MIN} に対応するスイッチング周期

数式 (C1) と (C4) で t_{ON} と t_{OFF} を置き換えると、次のようになります。

$$I_O = \frac{1}{T_{SW_MAX}} \left(\frac{1}{2} \times (I_{LIMIT_MIN} + I_{INITIAL}) \times \frac{I_{RIPPLE} \times L_{MIN}}{V_{MIN} - V_{DS} - V_O} + \frac{1}{2} \times (I_{LIMIT_MIN} + I_{INITIAL}) \times \frac{I_{RIPPLE} \times L_{MIN}}{V_O + V_{FD}} + t_{IDLE} \right) \quad (C7)$$

$$I_{LIMIT_MIN} = \frac{2 \times (V_O + V_{FD}) \times I_O \times (V_{MIN} - V_{DS} - V_O)}{(I_{LIMIT_MIN}^2 - I_{INITIAL}^2) \times F_{S_MIN} \times (V_{MIN} - V_{DS} + V_{FD})} \quad (C8)$$

MDCM 設計では、 $I_{INITIAL} = 0$ 、 $I_{RIPPLE} = I_{LIMIT_MIN}$ です。

$$I_{LIMIT_MIN} = \frac{2 \times (V_O + V_{FD}) \times I_O \times (V_{MIN} - V_{DS} - V_O)}{I_{LIMIT_MIN}^2 \times F_{S_MIN} \times (V_{MIN} - V_{DS} + V_{FD})} \quad (C9)$$

CCM 設計では、 $t_{IDLE} = 0$ です。

$$I_O = \frac{1}{2} \times (I_{LIMIT_MIN} + I_{INITIAL}) \quad (C10)$$

$$I_{INITIAL} = I_{LIMIT_MIN} \quad (C11)$$

$$I_{LIMIT_MIN} = \frac{(V_O + V_{FD}) \times (V_{MIN} - V_{DS} - V_O)}{2 \times (I_{LIMIT_MIN} - I_O) \times F_{S_MIN} \times (V_{MIN} - V_{DS} + V_{FD})} \quad (C12)$$

20 V を超える出力電圧では、 L_{MIN} の算出に V_{MAX} を使用します (数式 C8)。20 V 未満の出力電圧では、 L_{MIN} の計算に V_{MIN} を使用して、カレントリミット遅延時間に対して補正します。

ただし、これではインダクタ (巻線とコア損失の抵抗) とフリーホイーリングダイオードの損失が考慮されないため、最大電力供給能力が制限され、最大出力電流が低下します。指定した最大負荷電力を供給するために、最小インダクタンスはこの損失を補正する必要があります。この損失は、電源の損失の合計を見積もり、その損失の一部をインダクタとダイオードに割り当てることによって見積もることができます。これは、損失係数 K_{LOSS} によって行います。インダクタのサイズはこれに応じて大きくなります。さらに、このアプリケーションで一般的なインダクタのタイプはポビン コアまたはドッグボーン チョークです。指定された電流定格では、20 °C または 40 °C の温度上昇と 10% のインダクタンス低下とされています。数式には最小インダクタンスに対してインダクタンス公差係数 K_{L_TOL} を導入し、メーカー間の公

差を表す必要があります。したがって、インダクタンス通常値は次のように表されます。

$$L_{TYP} = \frac{(1 + K_{L_TOL}) \times L_{MIN}}{K_{LOSS}} \quad (C13)$$

ここで、 K_{LOSS} は損失係数で、インダクタのオフ状態の損失の合計を表します。

K_{L_TOL} はインダクタの公差係数で、10% と 20% の間にできます。標準値は 0.15 です。このインダクタンス通常値によって最大出力電力を表すことができます。

$$P_{O_MAX} = L_{TYP} \times FS_{MIN} \times (I_{LIMIT_MIN}^2 - I_{INITIAL}^2) \times \frac{V_O \times (V_{MIN} - V_{DS} + V_{FD})}{2 \times (V_{MIN} - V_{DS} - V_O) \times (V_O + V_{FD})} \times \frac{K_{LOSS}}{(1 + K_{L_TOL})} \quad (C14)$$

同様に、極性反転型トポロジでは、 L_{TYP} と P_{O_MAX} の数式は次のとおりです。

$$L_{TYP} = 2(1 + K_{L_TOL}) \times (V_O + V_{FD}) \times \frac{I_O \times (V_{MIN} - V_{DS})}{K_{LOSS} \times (I_{LIMIT_MIN}^2 - I_{INITIAL}^2) \times FS_{MIN} \times (V_{MIN} - V_{DS} + V_{FD} + V_O)} \quad (C15)$$

$$P_{O_MAX} = L_{TYP} \times FS_{MIN} \times (I_{LIMIT_MIN}^2 - I_{INITIAL}^2) \times \frac{V_O \times (V_{MIN} - V_{DS} + V_{FD} + V_O)}{2 \times (V_{MIN} - V_{DS}) \times (V_O + V_{FD})} \times \frac{K_{LOSS}}{(1 + K_{L_TOL})} \quad (C16)$$

平均スイッチング周波数

LinkSwitch-TN2 はオン/オフ タイプの制御を使用するため、スイッチングの周波数はサイクル スキップによって変わります。このスイッチング周波数は、数式 C14 で最大電力を出力電力に置き換えることによって平均化できます。簡素化すると、次のようになります。

$$FS_{AVG} = 2 \times (1 + K_{L_TOL}) \times (V_O + V_{FD}) \times \frac{I_O \times (V_{MIN} - V_{DS} - V_O)}{K_{LOSS} \times (I_{LIMIT_MIN}^2 - I_{INITIAL}^2) \times L_{TYP} \times (V_{MIN} - V_{DS} + V_{FD})} \quad (C17)$$

極性反転型コンバータに対しても同様に数式 C16 を簡素化すると、次のようになります。

$$FS_{AVG} = 2(1 + K_{L_TOL}) \times (V_O + V_{FD}) \times \frac{I_O \times (V_{MIN} - V_{DS})}{K_{LOSS} \times (I_{LIMIT_MIN}^2 - I_{INITIAL}^2) \times L_{TYP} \times (V_{MIN} - V_{DS} + V_{FD} + V_O)} \quad (C18)$$

RMS 電流の計算

インダクタを流れる RMS 電流の値に関しては、インダクタのサイズが適切に設定され、発熱を防ぐことが重要です。電源の損失を見積もるために、LinkSwitch-TN2 IC とフリーホイーリング ダイオードを流れる RMS 電流も必要です。CCM 動作の場合、定常状態のインダクタの初期電流は次のとおりです。

$$I_{INITIAL} = I_{LIM_MIN} - \frac{V_O + V_{FD}}{L_{TYP}} \times t_{OFF} \quad (C19)$$

t_{OFF} は MOSFET がオフの場合です。DCM 動作では、この初期電流はゼロになります。

LinkSwitch-TN2 を流れる電流は、時間の関数として次のとおりです。

$$i_{SW}(t) = I_{INITIAL} + \frac{V_{MIN} - V_{DS} - V_O}{L_{TYP}} \times t, 0 < t \leq t_{ON} \quad (C20)$$

$$i_{SW}(t) = 0, t_{ON} < t \leq T \quad (C21)$$

t_{ON} は MOSFET がオンの場合です。フリーホイーリング ダイオードを流れる電流は、時間の関数として次のとおりです。

$$i_D(t) = 0, 0 < t \leq t_{ON} \quad (C22)$$

$$i_D(t) = I_{LIM_MIN} - \frac{V_O + V_{FD}}{L_{TYP}} \times t, t_{ON} < t \leq t_{OFF} \quad (C23)$$

$$i_D(t) = 0, t_{OFF} < t \leq T \quad (C24)$$

t_{OFF} はフリーホイーリング ダイオードがオンの場合です。インダクタを流れる電流は、時間の関数として次のとおりです。

$$i_L(t) = i_{SW}(t) + i_D(t) \quad (C25)$$

RMS 電流の定義により、スイッチ、フリーホイーリング ダイオード、及びインダクタを流れる RMS 電流は次のように表すことができます。

$$i_{SW_RMS} = \sqrt{\frac{1}{T_{AVG}} \int_0^T i_{SW}(t)^2 \times dt} \quad (C26)$$

$$i_{D_RMS} = \sqrt{\frac{1}{T_{AVG}} \int_0^T i_D(t)^2 \times dt} \quad (C27)$$

$$i_{L_RMS} = \sqrt{\frac{1}{T_{AVG}} \int_0^T (i_{SW}(t) + i_D(t))^2 \times dt} \quad (C28)$$

スイッチとフリーホイーリング ダイオードの電流がターンオフ区間とターンオン区間中にそれぞれゼロに低下するため、RMS インダクタの電流は次のように簡略化して表されます。

$$i_{L_RMS} = \sqrt{i_{SW}^2 + i_D^2} \quad (C29)$$

テーブル C1 に、降圧型と極性反転型を使用する重要なパラメータの設計式を示します。

パラメータ	降圧型	極性反転型
L_{TYP}	$L_{TYP} = \frac{2(1 + K_{L_TOL}) \times (V_O + V_{FD}) \times I_O \times (V_{MIN} - V_{DS} - V_O)}{K_{LOSS} \times (I_{LIM_MIN}^2 - I_{INITIAL}^2) \times FS_{MIN} \times (V_{MIN} - V_{DS} + V_{FD})}$	$L_{TYP} = \frac{2(1 + K_{L_TOL}) \times (V_O + V_{FD}) \times I_O \times (V_{MIN} - V_{DS})}{K_{LOSS} \times (I_{LIM_MIN}^2 - I_{INITIAL}^2) \times FS_{MIN} \times (V_{MIN} - V_{DS} + V_{FD} + V_O)}$
FS_{AVG}	$FS_{AVG} = \frac{2 \times (1 + K_{L_TOL}) \times (V_O + V_{FD}) \times I_O \times (V_{MIN} - V_{DS} - V_O)}{K_{LOSS} \times (I_{LIM_MIN}^2 - I_{INITIAL}^2) \times L_{TYP} \times (V_{MIN} - V_{DS} + V_{FD})}$	$FS_{AVG} = \frac{2(1 + K_{L_TOL}) \times (V_O + V_{FD}) \times I_O \times (V_{MIN} - V_{DS})}{K_{LOSS} \times (I_{LIM_MIN}^2 - I_{INITIAL}^2) \times L_{TYP} \times (V_{MIN} - V_{DS} + V_{FD} + V_O)}$
$i_{sw}(t)$ LinkSwitch-TN2 電流	$i_{sw}(t) = I_{INITIAL} + \frac{V_{MIN} - V_{DS} - V_O}{L_{TYP}} \times t, 0 < t \leq t_{ON}$ $i_{sw}(t) = 0, t_{ON} < t \leq T$	$i_{sw}(t) = I_{INITIAL} + \frac{V_{MIN} - V_{DS}}{L_{TYP}} \times t, 0 < t \leq t_{ON}$ $i_{sw}(t) = 0, t_{ON} < t \leq T$
$i_D(t)$ ダイオード 順電流	$i_D(t) = 0, 0 < t \leq t_{ON}$ $i_D(t) = I_{LIMIT_MIN} - \frac{V_O + V_{FD}}{L_{TYP}} \times t, t_{ON} < t \leq t_{OFF}$ $i_D(t) = 0, t_{OFF} < t \leq T$	$i_D(t) = 0, 0 < t \leq t_{ON}$ $i_D(t) = I_{LIMIT_MIN} - \frac{V_O + V_{FD}}{L_{TYP}} \times t, t_{ON} < t \leq t_{OFF}$ $i_D(t) = 0, t_{OFF} < t \leq T$
$i_L(t)$ インダクタ 電流	$i_L(t) = i_{sw}(t) + i_D(t)$	$i_L(t) = i_{sw}(t) + i_D(t)$
最大ドレイン 電圧	V_{MAX}	$V_{MAX} + V_O$

テーブル C1. 降圧型と極性反転型の回路特性

付録 C – フライバック型アプリケーションの保護機能

自動復帰型出力過電圧保護

フライバック型では、LinkSwitch-TN2 IC が提供する出力過電圧保護は、BYPASS ピンに $I_{BP(SD)}$ を超える電流が流れた場合にトリガされるオートリスタートを使用します。この機能が偶発的にトリガされることを防止するために、内部フィルタに加えて、BYPASS ピン コンデンサが外部フィルタ機能を提供します。バイパス コンデンサの高周波フィルタとしての効果を高めるには、コンデンサをデバイスの SOURCE ピン及び BYPASS ピンのできるだけ近くに配置する必要があります。

非絶縁型フライバック コンバータで OVP 機能を実現するには、出力電源と BYPASS ピンをツェナー ダイオードで接続します。図 11 の回路例に、出力過電圧保護を実装する簡単な方法を示します。OVP 検出機能にフィルタを追加するには、小さい値 ($10 \Omega \sim 47 \Omega$) の抵抗を OVP ツェナー ダイオードと直列に挿入します。OVP ツェナー ダイオードと直列の抵抗は、BYPASS ピンへの最大電流も制限します。電流は 16 mA 未満に制限する必要があります。

フィードバックの欠落による異常発生時、出力電圧は通常の電圧から急激に上昇します。出力電圧がツェナー ダイオードの電圧定格とバイパス電圧の合計を超えると、BYPASS ピンに流れる電流が $I_{BP(SD)}$ を超え、オートリスタートがトリガされて電源を過電圧から保護します。

入力過電圧保護

フライバック コンバータの構成では、パワー MOSFET のオン時に LinkSwitch-TN2 は回路構成に応じて FEEDBACK ピンに流れる電流を監視して DC バス過電圧状態を間接的に検知します。図 12 に有効な回路例を示します。パワー MOSFET のオン時に、二次巻線の電圧は一次巻線の電圧に比例します。したがって、トランジスタ Q3 のエミッタ及びベースを流れる電流は V_{BUS} 電圧に正比例します。

$$V_{PRI} = V_{BUS} - V_{DS} \quad (D1)$$

V_{DS} は、バス電圧と比較してはるかに小さいため、無視できます。

二次巻線の電圧は、一次巻線の電圧に比例します。

$$V_{SEC} = \frac{V_{PRI}}{n} \quad (D2)$$

$$-V_{BP} + V_{Q3(EB)} + V_{D3} + V_{VR3} + V_{R3} = V_{SEC} \quad (D3)$$

したがって、ツェナー ダイオード VR3 の電圧は V_{BUS} に依存します。入力電圧がスレッシュホールドより高く、ツェナー ダイオード VR3 がオンになると、トランジスタ Q3 がオンになり、電流はトランジスタ Q3 を介して BYPASS ピン コンデンサから FEEDBACK ピンに流れます。フィードされた電流が少なくとも 2 つの連続するスイッチング サイクルの間 FEEDBACK ピンの即時シャットダウン電流 $I_{FB(SD)}$ より高い場合、入力過電圧保護機能がトリガされ、LinkSwitch-TN2 IC はオートリスタート モードに入ります。

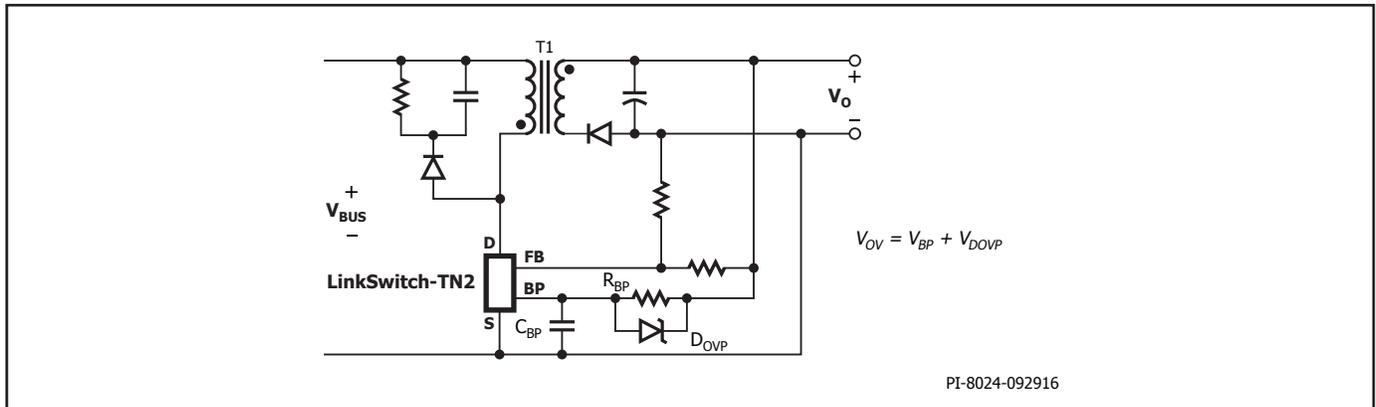


図 11. 出力過電圧保護付きの非絶縁型フライバック コンバータ

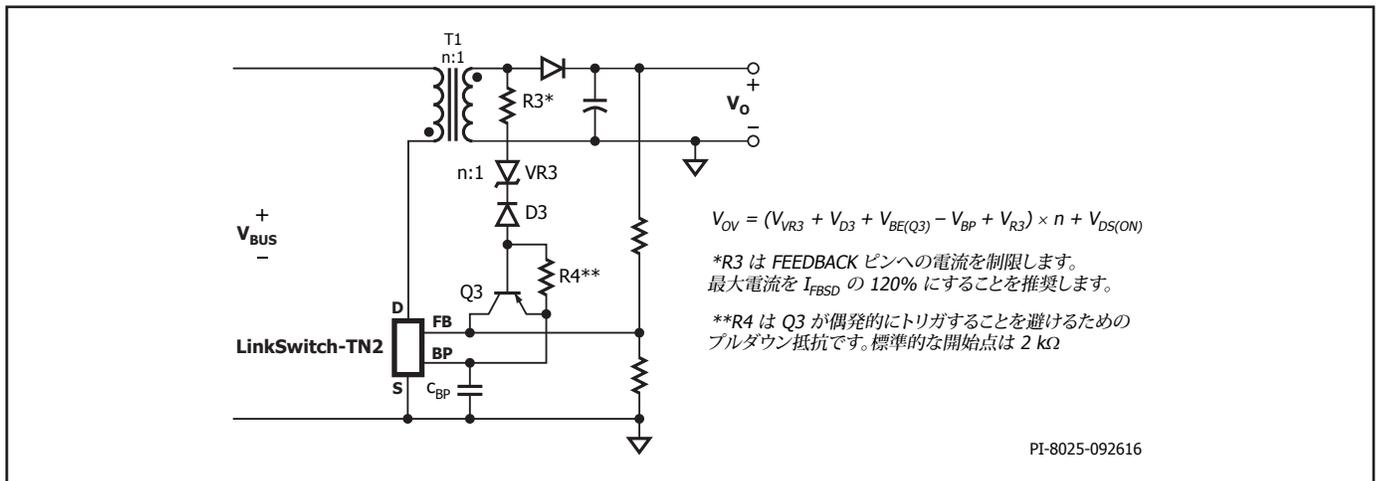


図 12. FEEDBACK ピンを使用する入力過電圧保護のラインセンス

バス過電圧のスレッシュホールドは次のとおりです。

$$V_{OV} = (-V_{BP} + V_{Q3(EB)} + V_{D3} + V_{VR3} + V_{R3}) \times n + V_{DS} \quad (D4)$$

間接的な入力センスでは、一般的な一次側入力過電圧検出回路で発生する電力損失が最小になります。

抵抗 R4 は、通常動作中の Q3 の偶発的な導通を回避するための弱いプルダウン抵抗として使用します。R4 には 2 kΩ の抵抗を使用できます。ツェナー ダイオードとトランジスタの選択に基づいて、R4 の値の調整が必要になることがあります。R3 は FEEDBACK ピンへの電流を制限するために使用します。抵抗 R3 を流れる電流は、R4 を流れる電流と、Q3 のエミッタ及びベースを流れる電流の合計で、次のとおりです。

$$I_{R3} = I_{Q3(EB)} + I_{R4} \quad (D5)$$

数式 D4 より:

$$I_{R3} = \frac{V_{R3}}{R3} = \frac{(V_{BUS} - V_{DS})}{N} + V_{BP} - V_{Q3(EB)} - V_{D3} - V_{VR3} \quad (D6)$$

及び

$$I_{R4} = \frac{V_{BE(Q3)}}{R4} \quad (D7)$$

数式 D6 と D7 より:

$$I_{Q3(EB)} = \frac{(V_{BUS} - V_{DS})}{N} + V_{BP} - V_{Q3(EB)} - V_{D3} - \frac{V_{BE(Q3)}}{R4} \quad (D7)$$

トランジスタが飽和していない場合、FEEDBACK ピンへの電流は Q3 のコレクタ電流で、次のように計算されます。

$$I_{Q3(EC)} = h_{FE} \times I_{Q3(EB)} = h_{FE} \times \left[\frac{(V_{BUS} - V_{DS})}{N} + V_{BP} - V_{Q3(EB)} - V_{D3} - V_{VR3} - \frac{V_{BE(Q3)}}{R4} \right] \quad (D8)$$

$I_{Q3(EC)}$ の電流は、FEEDBACK ピンへの電流を制限するために、 $I_{FB(SD)}$ の 120% を超えないようにします。

高精度の入力 OV スレッシュホールド電圧を実現して、効率、レギュレーション性能、及び安定性を高めるには、トランスの漏れインダクタンスを最小にする必要があります。漏れが小さいと、二次巻線のリンギングが最小になり、入力 OVP 検出が高精度になります。FEEDBACK ピンへの電流はサンプリングされ、通常は高耐圧パワー MOSFET がオンになってから 280 ナノ秒後に $I_{FB(SD)}$ と比較されます。

一部の設計では、二次巻線のリンギングが 280 ナノ秒より長い場合は、リンギングを減衰させて入力電圧を正確に検出するために、整流器ダイオードに RC スナバが必要になることがあります。

以下に、33 V ツェナー (VR3) BZX74-C33 のスレッシュホールドが 308 V の例を示します。バス電圧がスレッシュホールドより高い場合、電源はオートリスタートに入ります。最初に異常な状態になった場合、OFF 時間は 150 ms ($t_{AR(OFF)}$ 、初回 OFF 期間) です。異常状態が続く場合、その後の OFF 時間は 1500 ms ($t_{AR(OFF)}$ 、その後の期間) になります。

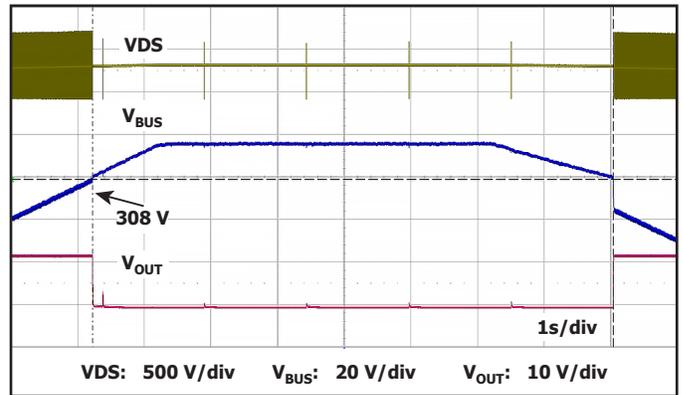


図 13. 過電圧保護の間接ラインセンスの結果

PI-8198-012317

注

改訂	注	日付
A	初回リリース。	2017年1月

最新の情報については、弊社ウェブサイトを参照してください。www.power.com

Power Integrations は、信頼性や生産性を向上するために、いつでも製品を変更する権利を保有します。Power Integrations は、ここに記載した機器または回路を使用したことから生じる事柄について責任を一切負いません。Power Integrations は、ここでは何らの保証もせず、商品性、特定目的に対する適合性、及び第三者の権利の非侵害性の黙示の保証などが含まれますがこれに限定されず、すべての保証を明確に否認します。

特許情報

ここで例示した製品及びアプリケーション (製品の外付けトランス構造と回路も含む) は、米国及び他国の特許の対象である場合があります。また、Power Integrations に譲渡された米国及び他国の出願中特許の対象である可能性があります。Power Integrations の持つ特許の全リストは、www.power.com に掲載されています。Power Integrations は、<http://www.power.com/ip.htm> に定めるところに従って、特定の特許権に基づくライセンスをお客様に許諾します。

生命維持に関する方針

Power Integrations の社長の書面による明示的な承認なく、Power Integrations の製品を生命維持装置またはシステムの重要な構成要素として使用することは認められていません。ここで使用した用語は次の意味を持つものとします。

1. 「生命維持装置またはシステム」とは、(i) 外科手術による肉体への埋め込みを目的としているか、または (ii) 生命活動を支援または維持するものであり、かつ (iii) 指示に従って適切に使用した時に動作しないと、利用者に深刻な障害または死をもたらすと合理的に予想されるものです。
2. 「重要な構成要素」とは、生命維持装置またはシステムの構成要素のうち、動作しないと生命維持装置またはシステムの故障を引き起こすか、あるいは安全性または効果に影響を及ぼすと合理的に予想される構成要素です。

PI ロゴ、TOPSwitch、TinySwitch、SENZero、SCALE-iDriver、Qspeed、PeakSwitch、LYTSwitch、LinkZero、LinkSwitch、InnoSwitch、HiperTFS、HiperPFS、HiperLCS、DPA-Switch、CAPZero、Clampless、EcoSmart、E-Shield、Filterfuse、FluxLink、StakFET、PI Expert 及び PI FACTS は Power Integrations, Inc. の商標です。その他の商標は、各社の所有物です。©2017, Power Integrations, Inc.

Power Integrations の世界各国の販売サポート担当

世界本社 5245 Hellyer Avenue San Jose, CA 95138, USA 代表: +1-408-414-9200 カスタマー サービス: 電話: +1-408-414-9665 Fax: +1-408-414-9765 電子メール: usasales@power.com	ドイツ Lindwurmstrasse 114 80337 Munich Germany 電話: +49-895-527-39110 Fax: +49-895-527-39200 電子メール: eurosales@power.com	イタリア Via Milanese 20, 3rd.Fl. 20099 Sesto San Giovanni (MI) Italy 電話: +39-024-550-8701 Fax: +39-028-928-6009 電子メール: eurosales@power.com	シンガポール 51 Newton Road #19-01/05 Goldhill Plaza Singapore, 308900 電話: +65-6358-2160 Fax: +65-6358-2015 電子メール: singaporesales@power.com
中国 (上海) Rm 2410, Charity Plaza, No. 88 North Caoxi Road Shanghai, PRC 200030 電話: +86-21-6354-6323 Fax: +86-21-6354-6325 電子メール: chinasales@power.com	ドイツ HellwegForum 1 59469 Ense Germany 電話: +49-2938-64-39990 電子メール: igbt-driver.sales@power.com	日本 〒 222-0033 神奈川県横浜市港北区 新横浜1-7-9 友泉新横浜1丁目ビル10F 電話: +81-45-471-1021 Fax: +81-45-471-3717 電子メール: japansales@power.com	台湾 5F, No. 318, Nei Hu Rd., Sec.1 Nei Hu Dist. Taipei 11493, Taiwan R.O.C. 電話: +886-2-2659-4570 Fax: +886-2-2659-4550 電子メール: taiwansales@power.com
中国 (深圳) 17/F, Hivac Building, No. 2, Keji Nan 8th Road, Nanshan District, Shenzhen, China, 518057 電話: +86-755-8672-8689 Fax: +86-755-8672-8690 電子メール: chinasales@power.com	インド #1, 14th Main Road Vasanthanagar Bangalore-560052 India 電話: +91-80-4113-8020 Fax: +91-80-4113-8023 電子メール: indiasales@power.com	韓国 RM 602, 6FL Korea City Air Terminal B/D, 159-6 Samsung-Dong, Kangnam-Gu, Seoul, 135-728, Korea 電話: +82-2-2016-6610 Fax: +82-2-2016-6630 電子メール: koreasales@power.com	英国 Building 5, Suite 21 The Westbrook Centre Milton Road Cambridge CB4 1YG 電話: +44 (0) 7823-557484 電子メール: eurosales@power.com